

# LCL 필터를 사용한 계통 연계형 PWM 컨버터의 비선형 제어

박 홍 극, 김 동 역, 장 석 호, 이 동 춘  
영남대학교

## Nonlinear Control of Grid-Tied PWM Converters with LCL Filters

Hong-Geuk Park, Dong-Eok Kim, Seok-Ho Jang and Dong-Choon Lee  
Yeungnam University

### ABSTRACT

본 논문은 댐핑 저항을 사용하지 않고 LCL 필터를 사용한 계통 연계형 PWM 컨버터를 제어하기 위해 중속(cascade) 구조를 갖는 궤환선형화 제어기법을 제안한다. 제안된 제어 알고리즘은 2[MW] DFIG 풍력발전 시스템에 적용한 시뮬레이션과 3[kW] AC/DC PWM 컨버터에 적용한 실험을 통해 그 타당성이 검증된다.

### 1. 서 론

승압 인덕터(L) 필터를 사용하는 일반적인 3상 AC/DC 컨버터는 출력 DC 전압제어, 입력 전류의 정현과 제어 및 단위 역률 제어 등의 기능을 한다. 그러나 스위칭 주파수에 의해 PCC(point of common coupling)에 연결된 타 부하에 EMI문제를 발생시킨다. EMI문제는 승압 인덕터의 크기를 증가시켜 해결할 수 있지만, 이로 인해 필터의 가격이 상승하고 전류 제어 특성이 저하된다. 이런 문제를 해결하기 위해, LC 또는 LCL 필터가 사용된다. LCL 필터를 사용할 경우, L값을 적게 사용하여 시스템의 동특성을 유지하면서도 스위칭 주파수 리플을 감소시킬 수 있는 장점이 있다<sup>[1]</sup>.

LCL 필터에서는 공진현상이 발생하는데 C와 직렬로 댐핑저항을 연결하여 이를 억제할 수 있다. 그러나 저항의 사용은 손실을 야기하고 및 필터 성능을 저하시키므로 능동 댐핑 혹은 가상저항을 사용하여 제어 방법적으로 공진 문제를 해결할 수도 있다. 적절한 능동 댐핑을 설계하기 위해서는 필터 및 전원 임피던스에 대한 정확한 파라미터 정보가 필요하며 가상저항을 사용하기 위해서는 커패시터 전압을 측정하여야 하므로 추가적인 센서가 필요하다. 컨버터 입력 전류를 측정하여 제어한다면 보다 작은 댐핑저항으로도 컨버터 제어가 가능하나 단위 역률 제어가 어렵고, 전원 전류를 제어하기 위해서는 댐핑저항이 필요하다.

본 논문에서는 [2]에 제안된 궤환선형화 기법을 개선하여 그림 1과 같은 DFIG 풍력발전용 컨버터 제어에 적용하였다. 2[MW] DFIG 풍력터빈 시스템에 대한 시뮬레이션 결과가 제시되고 3[kW] AC/DC PWM 컨버터 시스템에 대한 실험 결과도 제시된다.

### 2. AC/DC PWM 컨버터

#### 2.1 시스템 모델링

그림 2는 LCL 필터를 가진 AC/DC PWM 컨버터를 나타낸다.  $L_g$ 는 계통측 인덕턴스,  $L_c$ 는 컨버터측 인덕턴스,  $C_f$ 는 필터 커패시터이다.  $e$ 는 전원 전압,  $i_g$ 는 계통측 전류,  $i$ 는 컨버터 전류,  $i_c$ 는 필터 커패시터 전류,  $v_c$ 는 필터 커패시터 전압,  $C_{dc}$ 는 DC-링크

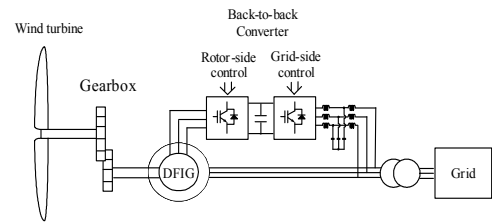


그림 1 DFIG 풍력발전 시스템  
Fig. 1 DFIG Wind turbine system

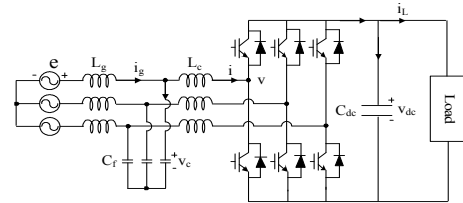


그림 2 LCL 필터를 사용한 AC/DC PWM 컨버터  
Fig. 2 AC/DC PWM converter with LCL filters

커패시터 그리고  $v_{dc}$ 는 DC-링크전압이다. 컨버터 입력전압을 입력으로 하는 LCL 필터와 DC-링크전압의 상태방정식은 식(1)과 같다. DC-링크 전압 방정식은 PWM 컨버터의 입력력단 전력 평형으로부터 구해진다[2].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd} \\ \dot{i}_{gq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc}v_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_d}{L_g} \\ \frac{e_q}{L_g} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

댐핑저항 없이도 LCL 필터에서의 공진을 억제하기 위하여 컨버터와 커패시터 전류를 제어하는 내부 제어루프가 필요하다. 이를 위해 d-축 계통측 전류로 역률제어를 수행하게 하고 식(1)을 두 개의 상태방정식으로 나누어 DC-링크 전압제어를 위한 외부제어 루프와 커패시터전류 제어를 위한 내부 제어루프를 구성한다. 두 상태방정식은 식(2)와 (3)으로 표시되며 입력으로 각각 커패시터 전류와 컨버터 입력전압을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd} \\ \dot{i}_{gq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ -w & 0 & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w & 0 \\ 0 & 0 & -w & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc}v_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_d}{L_g} \\ \frac{e_q}{L_g} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{cd} \\ \dot{i}_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_d - v_{cd}}{L_g} - \frac{v_{cd}}{L_c} \\ \frac{e_q - v_{cq}}{L_g} - \frac{v_{cq}}{L_c} \end{bmatrix} \quad (3)$$

## 2.2 PWM 컨버터의 제어

궤환선형화 방법이 적용된 PWM컨버터의 제어는 식(3)을 내부 제어기로 식(2)를 외부제어기로 구성한다.

### 2.2.1 외부 제어부

궤환 선형화를 적용하기 위해 식(2)는 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (4)$$

$$y = h(x)$$

(5)

여기서,

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_d/L_g - wx_2 - x_3/L_g}{e_d/L_g + wx_1 - x_4/L_g} \\ \frac{e_q/L_g - wx_2 - x_3/L_g}{e_q/L_g + wx_1 - x_4/L_g} \\ -wx_3 \\ \frac{3e_q x_2}{2C_{dc}x_5} - \frac{i_L}{C_{dc}} \\ \frac{3e_q x_2}{2C_{dc}x_5} - \frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{gd} \ i_{gq} \ v_{cd} \ v_{cq} \ v_{dc}]^T$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 & g_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

식 (2)에서  $i_{gd}$ 와  $v_{dc}$ 를 출력으로 선정하고 선정된 출력 방정식 (5)를 입력이 나타날 때까지 미분하면 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

(6)

여기서,  $A(x) = [A_1(x) \ A_2(x)]^T$

$$E(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_g C_f} & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2L_g C_f C_{dc} x_5} \end{bmatrix}$$

$$A_1(x) = wf_2 - w \frac{x_4}{L_g}$$

$$A_2(x) = -\frac{3e_q wf_2 f_5}{C_{dc} x_5^2} - \frac{3e_q x_2 f_5}{2C_{dc} x_5^2} + \frac{3e_q x_2 f_5^2}{2C_{dc} x_5^3} - \frac{3e_q wf_1}{2C_{dc} x_5} + \frac{3we_q x_3}{2L_g C_{dc} x_5} - \frac{\ddot{i}_L}{C_{dc}}$$

$$f_5 = \frac{3e_q f_2}{2C_{dc} x_5} - \frac{3e_q x_2 f_5}{2C_{dc} x_5^2} - \frac{i_L}{C_{dc}}$$

식 (6)에서  $E(x)$ 는 비결합 행렬이며, 입출력 비결합이 가능하기 위해서는 이 행렬이 모든 동작점에 대해 정칙행렬이 되어야 한다. 선형화 및 비간섭된 동작을 가능케 하는 비선형 제어 입력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left[ -A(x) + \begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} \right] \quad (7)$$

(7)

$$\text{여기서, } \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \begin{bmatrix} -L_g C_f & 0 \\ 0 & -\frac{2L_g C_f C_{dc} x_5}{3e_q} \end{bmatrix}$$

$v_1, v_2$ 는 선형제어기의 출력이다. 식(6)을 식(7)에 대입하면,  $A(x)$ 와  $E(x)$ 는 피드백에 의해 제거되고 다음과 같이 선형 시스템

형태 된다.

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = [v_1 \ v_2]^T \quad (8)$$

### 2.2.2 내부 제어부

궤환선형화 기법은 선형 상태방정식에 적용되며 플랜트는 간단한 적분기 형태로 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x}_{in} = f_{in}(x) + g_{in} u_{in} \quad (9)$$

$$y_{in} = h_{in}(x)$$

(10)

$$\text{여기서, } f_{in}(x) = \begin{bmatrix} f_{in1} \\ f_{in2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} wx_{in1} + \frac{e_d - v_{cd}}{L_g} - \frac{v_{cd}}{L_c} \\ -wx_{in2} + \frac{e_q - v_{cq}}{L_g} - \frac{v_{cq}}{L_c} \end{bmatrix}$$

$$x_{in} = [x_{in1} \ x_{in2}]^T = [i_{cd} \ i_{cq}]^T$$

$$g_{in} = \begin{bmatrix} g_{in1} & 0 \\ 0 & g_{in2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_c & 0 \\ 0 & 1/L_c \end{bmatrix}$$

입력을 컨버터의 dq축 전압으로, 출력을 커패시터의 전류로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_{in1} \\ \dot{y}_{in2} \end{bmatrix} = A_{in}(x) + E_{in} \begin{bmatrix} u_{in1} \\ u_{in2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\text{여기서, } A_{in}(x) = \begin{bmatrix} A_{in1}(x) \\ A_{in2}(x) \end{bmatrix} = f_{in}(x)$$

$$E_{in} = g_{in}$$

### 2.2.3 추종 제어기

외부 제어부에 사용된 제어기는 선형 추종 제어기이고 적분제어가 파라미터 변동에 의한 정상상태 오차를 줄이기 위해 추가된다.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{1ref} - k_{11} \dot{e}_1 - k_{12} e_1 - k_{13} \int e_1 \\ y_{2ref} - k_{21} \dot{e}_2 - k_{22} \dot{e}_2 - k_{23} e_2 - k_{24} \int e_2 \end{bmatrix}$$

(12)

여기서,  $e_1 = y_1 - y_{1ref}$ ,  $e_2 = y_2 - y_{2ref}$ 이고,  $y_{1ref}$ 는 추종 지령치이다.  $y_{1ref}$ 는 계통측 d축 전류 지령치이고,  $y_{2ref}$ 는 직류단 전압 지령치, 그리고  $k_{ij}(i=1, j=1,2,3,4)$ 는 제어기 이득이다.

내부제어기에는 적분 제어기가 포함되지 않으며 정상상태의 오차가 외부제어기에 영향을 주지 않는다.

그림 3은 제안한 궤환선형화 기법을 소개하기 위한 DC-전압을 제어하는 블록도이다. 그림 3(a)는 DC 전압 플랜트를 보여주고 (b)는 식 (6), (11)에 의해 재구성된 플랜트이며, 그림 3(c)는 (b)에 제안된 궤환선형화 방법을 적용한 것이다.

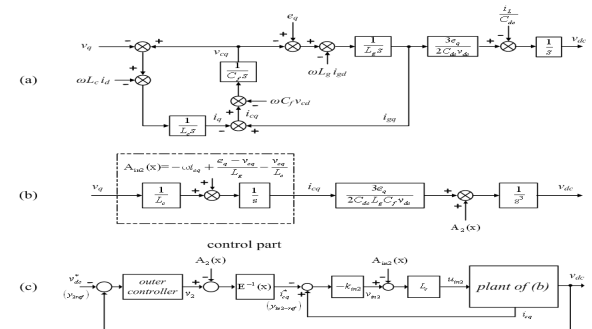


그림 3 DC-전압 제어 블록도 (a) 원형플랜트 (b) 재배열된 플랜트 (c) 궤환선형화 적용  
Fig. 3 Block diagram of DC-link voltage control (a) Original (b) Rearranged (c) Proposed FL method applied to (b)

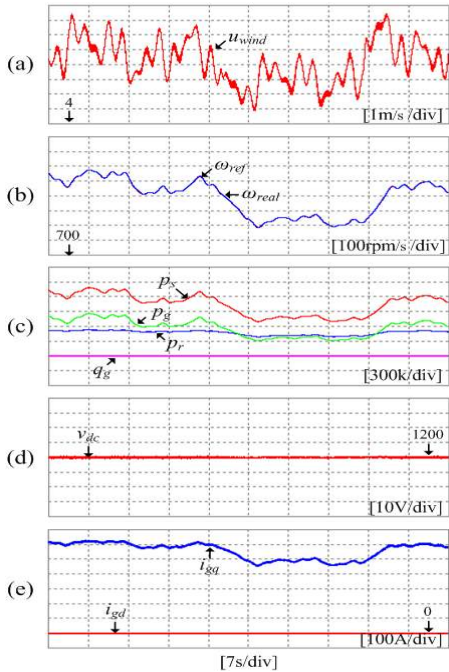


그림 4 궤환선형화를 적용한 풍력 발전시스템 (a) 풍속 (b) DFIG 속도 (c) 유효 무효전력 (d) dc전압 (e) dq축 계통 전류  
Fig. 4 Feedback linearization in DFIG system (a) wind speed (b) DFIG speed (c) Active and reactive power (d) dc-link voltage (e) dq-axis grid current

### 3. 시뮬레이션 및 실험 결과

2[MW] 풍력발전 시스템에 제시된 제어 기법을 적용하였다. 정격전압 690[V],  $C_{dc}$ 는 8000[ $\mu F$ ],  $L_g$ 는 0.5[mH],  $L_c$ 는 0.5[mH] 그리고  $C_f$ 는 75[ $\mu F$ ]이다. LCL필터의 공진 주파수는 1.16[kHz], 스위칭 주파수는 2.5[kHz]이다.

그림 4는 궤환선형화 제어기법을 적용한 DFIG 풍력발전 시스템의 시뮬레이션 파형을 보인다. 그림 4(a)는 인가풍속, (b)는 블레이드 관성과 최대 출력 제어를 위한 발전기의 속도, (c)는 고정자, 회전자 그리고 계통의 유효전력과 계통의 무효전력을 보이고, (d)와 (e)는 dc-링크 전압과 계통의 d-q축 전류를 보인다.

그림 5와 6은 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위해 PWM컨버터에 수행된 실험 결과를 보여주며,  $C_{dc}$ 는 1950[ $\mu F$ ]이고,  $L_g$ ,  $L_c$  그리고  $C_f$ 는 각각 0.8[mH], 2[mH], 10[ $\mu F$ ]이다. 과도 상태를 관측하기 위해 750[W] 부하가 항상 적용된 상태에서 300[ms] 동안 2.25[kW] 부하가 순시적으로 연결된다. 그림 5에서 PI제어기를 사용한 경우 부하변동에 의한 과도상태에서 약 2.7[V]의 전압변동을 보여준다. 이에 비해 궤환선형화를 적용한 그림 6에서는 약 1.5[V]의 전압이 변동함을 확인할 수 있다.

표 1은 PI 제어기와 궤환선형화의 FFT 분석을 보여준다. THD는 1.4%보다 작은 값을 보이며, 궤환선형화 방법이 스위칭 리플제거에서 PI제어기보다 우수함을 보여준다.

표 1 THD 분석  
Table 1 Analysis of THD

제어기 형태	THD	스위칭리플
PI제어기	1.34%	1.0%
궤환선형화	1.25%	0.3%

### 4. 결 론

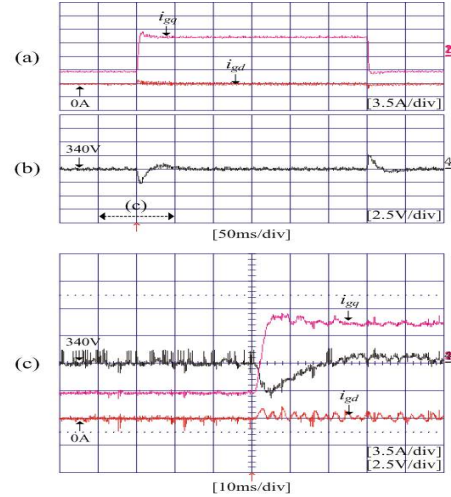


그림 5 궤환선형화 (a) dq-축 전류 (b) dc-링크 전압 (c) 확대파형  
Fig. 5 Feedback Linearization Control (a) dq-axis current (b) dc-link voltage (c) zoom-in of (a) and (b)

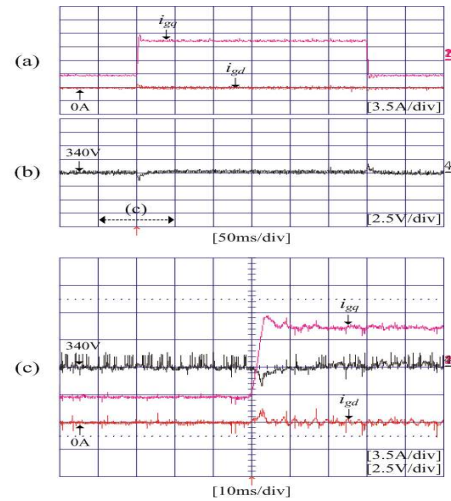


그림 6 부하전류를 보상한 PI제어기 (a) dq-축 전류 (b) dc-링크 전압 (c) 확대파형  
Fig. 6 PI Control with load current compensation (a) dq-axis current (b) dc-link voltage (c) zoom-in of (a) and (b)

본 논문은 LCL필터가 있는 3상 PWM컨버터의 제어를 위해 궤환 선형화 기법을 제안한다. L필터를 사용할 때와 비교해 좋은 스위칭 리플제거 성능을 얻었고, LCL필터의 공진 문제 또한 댐핑 저항 없이 해결하였다. 제안된 제어 기법이 PI제어기보다 더 좋은 과도 상태 응답을 가지는 것을 확인하였다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원 (R-2005-7-067) 주관으로 수행된 과제임

### 참 고 문 헌

- [1] 노재석, 최재호, "교류 입력측 LCL 필터구조 전압형 PWM 컨버터 설계", 전력전자학회 논문지, 제 7권, 제 5호, pp. 490-498, 2002.
- [2] 김동익, 이동춘, 김흥근, "LCL입력 필터를 갖는 PWM 컨버터의 궤환 선형화 제어", 전력전자학회 논문지, 제 13권, 제 1호, pp. 55-62, 2008.